

# 基于天线方向图优化设计的星载双基地 SAR 模糊抑制方法

何 峰, 梁旬农, 董 臻

(国防科技大学电子科学与工程学院, 长沙 410073)

**摘 要:** 由于小卫星接收天线面积受限, 星载双基地 SAR 图像的模糊比与传统大卫星 SAR 相比有较大幅度的提高。在研究了星载双基地 SAR 模糊特殊性的基础上, 利用模糊功率在发射天线方向上强度分布的先验信息, 以本文定义的信号模糊噪声比(SANR)为优化目标, 推导出最优天线阵权矢量。用实际卫星参数进行了仿真, 结果表明基于最优天线阵权矢量的天线方向图可有效地抑制模糊功率, 改善总模糊比最多可达 15dB。

**关键词:** 星载双基地 SAR; 天线方向图; 模糊抑制

**中图分类号:** TN967.1

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1000-1328(2006)Sup-0063-07

## 0 引言

星载双/多基地 SAR 是近年来提出的一种新的天基雷达系统<sup>[1,2]</sup>。其中的一种典型形式是装载了雷达接收设备的小卫星群伴随一颗 SAR 大卫星飞行, 接收大卫星雷达地回波, 共同完成大测绘带高分辨率 SAR 成像、InSAR 和 GMTI 等任务<sup>[3,4]</sup>, 具有比单星 SAR 更多功能和更高性能的潜力。由于小卫星接收天线面积受限, 双基地 SAR 图像的模糊比与传统单星 SAR 相比有较大幅度的抬高。同时由于发射天线为大天线, 模糊现象也不像无主星小卫星编队系统(如 TechSAT 21<sup>[5]</sup>)那样严重, 没有测绘带内有用信号之间相互模糊的情况, 只存在发射天线旁瓣对应的测绘带外区域的模糊信号进入到有用信号范围内形成模糊的现象<sup>[3]</sup>, 在这点上跟单基地 SAR 的情况是类似的。

目前还没有文献专门讨论伴随 SAR 大卫星飞行的小卫星编队 SAR 模糊抑制方法。由于模糊问题与单星 SAR 的相似性, 可借鉴单星 SAR 抑制模糊的一些思想, 同时须注意双基地 SAR 模糊的特殊性。由于信号和模糊的来向已知, 各方向上信号和模糊的功率的相对强弱是可预估的, 利用这些信息通过天线方向图优化设计可抑制模糊功率, 降低模糊比。Sergio<sup>[6]</sup>从自适应天线阵理论中引入经典的信干噪比(SINR)<sup>[7]</sup>定义, 直接利用最大信干噪比加

权矢量作为单星 SAR 最优天线设计。这种方法的主要问题是只定义一个信号方向, 在大测绘带成像(大测绘带是星载双/多基地 SAR 成像的主要目标之一)时不能在整个测绘带内取得好的效果, 不能保证在测绘带边缘有足够的天线增益。本文在深入研究了星载双基地 SAR 模糊问题特殊性的基础上, 以整个测绘带内分辨单元的回波方向为有用信号方向, 基于新的优化准则推导最优天线阵权矢量。

## 1 星载双基地 SAR 模糊比计算

模糊比(ASR)是表征 SAR 模糊性的基本参数, 定义为在一个 SAR 图像分辨单元内模糊功率与主信号功率之比。要抑制模糊首先有一个模糊性表征参数的计算问题。星载 SAR 模糊比计算已有充分的研究<sup>[8]</sup>, 但对于星载双基地 SAR, 由于其在几何关系等方面的特殊性, 模糊比计算方法比单基地 SAR 复杂, 需要从模糊比定义出发发展新的计算方法。包括的新问题有: (1) 计算模糊比要利用距离多普勒信息对目标定位<sup>[8,9]</sup>, 而从双基地 SAR 图像获得的是电磁波发射接收距离和及双基地多普勒频率, 这两个参数与发射、接收卫星的运动状态均密切相关<sup>[10]</sup>, 距离多普勒定位方法不同于单星 SAR。(2) 确定目标位置后, 需分别确定其对发射卫星和接收卫星的相对位置, 而单星 SAR 只要确定对一颗卫星的相对位置。(3) 小卫星接收功率需要用双基地

SAR 雷达方程来计算。(4) 为便于实际应用,一般将模糊比分解为只与延迟有关的距离模糊比和只与多普勒频率有关的方位模糊比之和的形式<sup>[6]</sup>。实际模糊在延迟和多普勒频率上存在耦合,分解只是一种近似。双基地 SAR 中这种耦合关系更为复杂,分

$$\begin{aligned} S(f_d, \tau) &= k \frac{G_{se}[e_s(\tau)] G_{sa}[a_s(f_d)] G_{re}[e_r(\tau)] G_{ra}[a_r(f_d)] \sigma_0[\theta_i(\tau), \theta_d(\tau)] A[\theta_i(\tau), \theta_d(\tau)]}{R_u^2(\tau) R_n^2(\tau)} \\ &= \frac{k G_{se}[e_s(\tau)] G_{re}[e_r(\tau)] \sigma_0[\theta_i(\tau), \theta_d(\tau)] A[\theta_i(\tau), \theta_d(\tau)]}{R_u^2(\tau) R_n^2(\tau)} \cdot G_{sa}[a_s(f_d)] G_{ra}[a_r(f_d)] \quad (1) \\ &= S_T(\tau) \cdot S_F(f_d) \end{aligned}$$

其中  $G_{se}$ 、 $G_{sa}$  分别为发射天线俯仰向和方位向远场辐射方向增益,  $G_{re}$ 、 $G_{ra}$  为接收天线对应的增益;  $A$ 、 $\sigma_0$  分别为双基地 SAR 分辨单元面积和双基地散射系数。 $e_s$ 、 $e_r$  为发射和接收天线仰角,  $a_s$ 、 $a_r$  为发射和接收天线方位角,  $\theta_i$ 、 $\theta_d$  为地面入射角和散射角,  $R_u$ 、 $R_n$  为发射和接收距离。研究发现  $e_s$ 、 $e_r$ 、 $\theta_i$ 、 $\theta_d$ 、 $R_u$ 、 $R_n$  这几个量可近似认为只与  $\tau$  有关, 而  $a_s$ 、 $a_r$  近似只与  $f_d$  有关。可见, 分辨单元散射功率可分解为延迟的函数  $S_T(\tau)$  与多普勒频率的函数  $S_F(f_d)$  之积。接下来定义距离模糊比

$$\begin{aligned} ASR(\tau) &= \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} S_T(\tau + n/PRF) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{f_{dmin}}^{f_{dmax}} S_F(f_d + m \cdot PRF) df_d - S_T(\tau) \int_{f_{dmin}}^{f_{dmax}} S_F(f_d) df_d}{S_T(\tau) \int_{f_{dmin}}^{f_{dmax}} S_F(f_d) df_d} \\ &= (ASR_T(\tau) + 1)(ASR_F + 1) - 1 \approx ASR_T(\tau) + ASR_F \quad (4) \end{aligned}$$

## 2 模糊抑制原理

从(4)式可知, 成像几何关系确定时, 天线方向图和 PRF 共同确定 ASR 的值: PRF 不变时模糊区域不变, 但模糊区域散射功率受天线增益的加权值随天线方向图的变化而变化; 天线方向图不变时改变 PRF, 模糊区域沿地表相应移动, 被不同的天线下视角观测, 从而其散射功率也被加以不同的权值。可通过控制 PRF 来使 ASR 低于一定值<sup>[6]</sup>, 但 PRF 还直接决定了系统其它几个重要指标, 满足模糊比最小的 PRF 值从系统整体性能考虑并不一定是好的选择。既然 SAR 图像模糊性与天线方向图密切相关, 因此通过优化设计天线方向图抑制模糊功率应该是一个更好的选择。

在近似意义上,  $\tau$  仅与天线俯仰向相关联, 而  $f_d$  仅与天线方位向关联。在(1)式中, 天线在两个主平面上的方向图对  $S_T(\tau)$  和  $S_F(f_d)$  分别加权, 总的

解需要重新考虑。

在充分考虑上述问题的基础上, 作者对星载双基地 SAR 模糊比计算进行了详细研究<sup>[11]</sup>。首先, 地面对应延迟  $\tau$  和多普勒频率  $f_d$  的一块分辨单元的散射功率可表示为:

$ASR_T(\tau)$ 、方位模糊比  $ASR_F$  分别为:

$$\begin{aligned} ASR_T(\tau) &= \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} S_T(\tau + n/PRF) - S_T(\tau)}{S_T(\tau)} \quad (2) \\ ASR_F &= \frac{\sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{f_{dmin}}^{f_{dmax}} S_F(f_d + m \times PRF) df_d - \int_{f_{dmin}}^{f_{dmax}} S_F(f_d) df_d}{\int_{f_{dmin}}^{f_{dmax}} S_F(f_d) df_d} \quad (3) \end{aligned}$$

最后, 从模糊比定义出发, 利用(1) - (3)式的关系, 经推导易知星载双基地 SAR 模糊比可表示为  $ASR_T(\tau)$  和  $ASR_F$  之和的形式<sup>[11]</sup>:

模糊比可相应分解为主要由天线俯仰向增益确定的距离模糊比  $ASR_T(\tau)$  和主要由天线方位向增益决定的方位模糊比  $ASR_F$  之和; 同时, 矩形平面口径天线或平面阵天线方向图在远场也可分解为俯仰向方向图与方位向方向图之积的形式, 可分别进行控制和设计。因此可通过设计天线俯仰向方向图以降低距离模糊比, 设计方位向方位图以降低方位模糊比, 从而抑制系统总的模糊比。由于大卫星可安装面积大、设计复杂的天线, 因此讨论优化设计大卫星发射天线。

以分析俯仰向为例。星载双基地 SAR 以大卫星天线照射区域为成像区域, 若大卫星仰角  $e_s$  确定, 则延迟时间及小卫星的角度均可相应确定, 因此(1)式中的  $S_T(\tau)$  可表示为  $e_s$  的函数形式:

$$S_T(e_s) = \frac{k \sigma_0(e_s) A(e_s)}{R_u^2(e_s) R_n^2(e_s)} G_{re}(e_s) G_{se}(e_s) \quad (5)$$

对应某一延迟  $\tau_0$  的仰角  $e_{s_0}$  方向上的距离模糊

比可表示为:

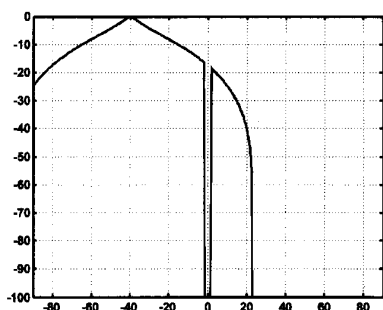
$$ASR_T(e_{i_0}) = \frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty} S_T(e_{i_n}) - S_T(e_{i_0})}{S_T(e_{i_0})} \quad (6)$$

其中  $e_{i_n}$  为对应延迟  $\tau_0 + n/PRF$  的仰角。若令:

$$K_T(e_s) = \frac{k\sigma_0(e_s)A(e_s)}{R_{st}^2(e_s)R_{\pi}^2(e_s)} G_{re}(e_s) \quad (7)$$

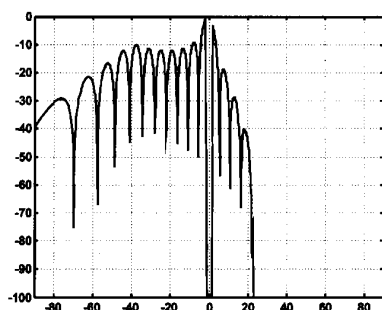
则  $S_T(e_s) = K_T(e_s)G_{se}(e_s)$ 。从发射天线的角度看,  $K_T(e_s)$  可认为是在经其方向增益加权之前的各仰角方向上的信号功率分布。设测绘带内主信号回波对应的仰角范围为  $[e_{smin}, e_{smax}]$ , 则模糊信号分布

在此区间以外的从  $-\pi/2$  到  $\pi/2$  的角度上。模糊功率在  $e_s$  上的分布具有以下特点:(1)并非所有方向上都有电磁波照射到地面后发生散射,如天线视线超出地平线时对应的  $e_s$  范围内不会有模糊功率分布。(2)由于散射系数、分辨单元面积及收发距离都是  $e_s$  的函数,且不同  $e_s$  处受接收增益的加权不同,因此模糊功率在  $e_s$  上为非均匀分布。(3)并非主信号角度范围以外的散射信号都会形成模糊,只有延迟之差是脉冲重复周期的整数倍、多普勒频率差为脉冲重复频率的整数倍时,才会成为模糊。



(a)不考虑接收天线方向图加权

(a) Condition when antenna pattern of receiver not considered



(b)考虑接收天线方向图加权

(b) Condition when antenna pattern of receiver considered

图1 距离向模糊功率在发射天线仰角上的分布

Fig.1 Ambiguity distribution versus antenna elevation angle of transmitter

以上特点就是通过设计发射天线俯仰方向图优化距离模糊比的依据。根据(7)式,图1画出了一组典型参数下  $K_T$  在天线仰角  $e_s$  上的分布规律。其中在图1(a)中令接收天线增益  $G_{re} \equiv 1$ ,只考虑散射截面积及距离随  $e_s$  的变化,而在(b)中则加上了小天线增益的影响。根据预估的模糊功率在发射天线俯仰方向上分布的先验信息,可基于一定准则来设计抑制模糊的发射天线俯仰方向图,使天线主瓣对应观测带宽角度范围,而使旁瓣增益反比于模糊功率强度。再通过天线方向性综合方法依据所需方向图来设计天线。

若针对某特定的 PRF 值,全部利用以上三个特点来优化,理论上对该 PRF 值能获得更好的优化效果,但改变 PRF,其 ASR 性能会迅速下降。若利用前两个特点,在整个可能成为模糊区域的角度范围内优化,则其结果将不针对特定 PRF,可为 PRF 提供宽松的选择余地,而且还可适应实际系统中某些不确定因素的存在,给天线指向误差、卫星姿态不确定

性、雷达设备非理想特性、近似计算引入的误差等留有裕量,因此是更为实用的方法。

对于方位向,天线方向图的设计思路是完全类似的,这里不再另做叙述。

### 3 基于自适应波束形成的天线优化设计方法

上述分析基于传统天线方向性综合理论,即先设计需要的方向图,再通过综合方法设计天线。实际上得到理想的方向图是困难的<sup>[12]</sup>,而且“理想方向图”本身的设计也没有一个理论上的最优标准,需凭借经验和试探。在(7)式中已经确定了主信号、模糊信号的空间方向和强度,即已知空间信号环境,而抑制模糊比即是选择测绘带内主信号,抑制模糊信号。若将模糊视为干扰,则可借鉴自适应天线阵理论,从分析信号干扰比的处理增益入手,直接建立信号环境 with 处理结果间的联系,解决天线阵权矢量优化问题,并避开方向性综合在数学上和工程上的困难。文献[6]按这种思路,引入经典的信干噪比

(SINR)<sup>[7]</sup>定义,艺测绘带中心方向为信号方向,模糊为干扰,直接利用最大信干噪比加权矢量作溪最优天线设计。这种方法的主要问题是 SAR 系统有用信号来自整个测绘带角度范围,若只定义一个信号方向,在大测绘带成像(大测绘带是星载双/多基地 SAR 成像的主要目标之一)时,显然不能在整个测绘带内取得好的效果,甚至不能保证在测绘带边缘有足够的天线增益。因此,需要定义测绘带内所有分辨单元的回波为有用信号,重新定义所需的优化指标,基于新的优化准则推导最优天线阵权矢量。

大卫星天线阵及其坐标系如图 2 所示,天线仰角  $e_s$  记为  $\theta$ ,利用天线收发互易原理等效为一个接收阵。设天线为  $N$  元阵,空间有  $K$  个来自不同方向的信号,其中  $K_s$  个方向来自测绘带散射,  $K_f$  个来自模糊区域散射。则接收阵响应信号为<sup>[12]</sup>:

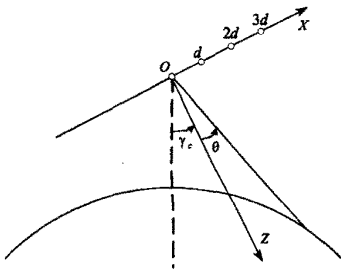


图 2 天线阵和所在坐标系

Fig.2 Antenna array and corresponding coordinates

$$\begin{aligned} x &= S_1(t)b_{s1} + \cdots + S_{K_s}(t)b_{sK_s} + J_1(t)b_{j1} + \\ &\quad \cdots + J_{K_f}(t)b_{jK_f} + n \\ &= x_s + x_f + n \end{aligned} \quad (8)$$

其中  $S_k(t)$ 、 $J_k(t)$  分别表示第  $k$  个主信号、模糊在坐标原点处的形式,  $b_{sk}$ 、 $b_{jk}$  为相应的导向矢量。则阵列响应加权合成信号为:

$$y = w^H x = y_s + y_f + y_n = y_s + y_l \quad (9)$$

这里的  $y_l = y_f + y_n$ , 表示模糊和热噪声共同在合成信号中的分量。我们的目的是抑制测绘带外的模糊信号,同时保证测绘带内信号相对噪声有足够的增益。为此定义信号-模糊噪声比为:

$$\text{SANR} = \frac{P_s}{P_f + P_n} = \frac{P_s}{P_l} \quad (10)$$

$$P_s = E[|y_s|^2] = w^H R_s w \quad (11)$$

$$P_l = E[|y_l|^2] = w^H R_l w \quad (12)$$

(11)式中  $R_{ss} = E\{x_s x_s^H\}$ , 对 SAR 系统,由于对应不同分辨单元的信号来自地面不同分辨区域的散射,通常可认为互不相关,则  $R_{ss}$  可表示为:

$$R_{ss} = \sigma_{s1}^2 b_{s1} b_{s1}^H + \sigma_{s2}^2 b_{s2} b_{s2}^H + \cdots + \sigma_{sK_s}^2 b_{sK_s} b_{sK_s}^H \quad (13)$$

$\sigma_{sk}^2$  为第  $k$  个信号的功率。模糊信号之间及与热噪声之间也可近似为不相关,则  $R_{ll}$  可表示为:

$$R_{ll} = \sigma_{j1}^2 b_{j1} b_{j1}^H + \sigma_{j2}^2 b_{j2} b_{j2}^H + \cdots + \sigma_{jK_f}^2 b_{jK_f} b_{jK_f}^H + \sigma_n^2 E_N \quad (14)$$

易知  $R_{ss}$  为秩为  $K_s$  的半正定 Hermite 矩阵,  $R_{ll}$  为满秩正定 Hermite 矩阵。问题确定为求最优的加权矢量  $w_{opt}$ , 使得 SANR 最大。由正定 Hermite 矩阵性质,存在酉矩阵  $U_l$ , 使得:

$$U_l^H R_{ll} U_l = \Lambda_l = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_N) \quad (15)$$

再定义满秩矩阵  $K_l = \text{diag}(\frac{1}{\sqrt{\lambda_1}}, \frac{1}{\sqrt{\lambda_2}}, \cdots, \frac{1}{\sqrt{\lambda_N}})$ , 令  $Q_l = U_l K_l$ , 定义坐标变换  $w = Q_l \hat{w}$ , 则:

$$P_l = w^H R_{ll} w = \hat{w}^H K_l^H \Lambda_l K_l \hat{w} = \hat{w}^H \hat{w} = \|\hat{w}\|^2 \quad (16)$$

$P_s = w^H R_{ss} w = \hat{w}^H (Q_l^H R_{ss} Q_l) \hat{w} = \hat{w}^H \hat{R}_{ss} \hat{w} \quad (17)$  其中  $\hat{R}_{ss} = Q_l^H R_{ss} Q_l$ 。易证明  $\hat{R}_{ss}$  也是秩为  $K_s$  的半正定 Hermite 矩阵。因此存在酉矩阵  $\hat{U}_s$  使得:

$$\hat{U}_s^H \hat{R}_{ss} \hat{U}_s = \hat{\Lambda}_s = \text{diag}(\hat{\lambda}_1, \cdots, \hat{\lambda}_{K_s}, 0, \cdots, 0)_N \quad (18)$$

其中  $\hat{\lambda}_1 \geq \hat{\lambda}_2 \geq \cdots \geq \hat{\lambda}_{K_s}$ 。再作酉变换  $\hat{w} = \hat{U}_s \hat{v}$ , 则

$$\begin{aligned} P_s &= \hat{w}^H \hat{R}_{ss} \hat{w} = \hat{v}^H \hat{\Lambda}_s \hat{v} \\ &= \hat{\lambda}_1 |v_1|^2 + \hat{\lambda}_2 |v_2|^2 + \cdots + \hat{\lambda}_{K_s} |v_{K_s}|^2 \end{aligned} \quad (19)$$

其中  $v_1, v_2, \cdots, v_{K_s}$  是  $\hat{v}$  的前  $K_s$  个坐标值。由于酉变换是保范变换, 所以  $\|\hat{v}\| = \|\hat{w}\|$ , 则

$$\begin{aligned} P_s &= \hat{\lambda}_1 |v_1|^2 + \cdots + \hat{\lambda}_{K_s} |v_{K_s}|^2 \\ &\leq \hat{\lambda}_1 (|v_1|^2 + \cdots + |v_{K_s}|^2) \\ &\leq \hat{\lambda}_1 \|\hat{w}\|^2 \end{aligned} \quad (20)$$

当  $\hat{v} = [\|\hat{w}\| \cdot e^{j\alpha} \quad 0 \quad \cdots \quad 0]^T$  时等号成立, 其中  $\alpha$  是一任意相位角。则对信号-模糊噪声比有:

$$\text{SANR} = \frac{P_s}{P_l} = \frac{w^H R_{ss} w}{w^H R_{ll} w} = \frac{\hat{w}^H \hat{R}_{ss} \hat{w}}{\|\hat{w}\|^2}$$

$$\leq \frac{\hat{\lambda}_1 \|\hat{\mathbf{w}}\|^2}{\|\hat{\mathbf{w}}\|^2} = \hat{\lambda}_1 \quad (21)$$

因此最大信号-模糊噪声比等于  $\hat{\mathbf{R}}_{ss}$  的最大特征值  $\hat{\lambda}_1$ 。易求得此时对应的最佳权值为:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{Q}_t \hat{\mathbf{u}}_1 \quad (22)$$

$\hat{\mathbf{u}}_1$  是  $\hat{\mathbf{R}}_{ss}$  的酉矩阵  $\hat{\mathbf{U}}$  中对应最大特征值  $\hat{\lambda}_1$  的列矢量。可以证明,最优权值可表示为如下形式:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{opt} &= \mathbf{R}_n^{-1} (\mathbf{d}_1 \mathbf{b}_{s1} + \mathbf{d}_2 \mathbf{b}_{s2} + \cdots + \mathbf{d}_K \mathbf{b}_{sK_s}) \\ &= \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{B}_s \mathbf{d} \end{aligned} \quad (23)$$

$\mathbf{B}_s$  为所有信号方向导向矢量构成的矩阵。若只有一个信号来自导向矢量  $\mathbf{b}$  对应的方向,则:

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_n^{-1} \mathbf{b} \quad (24)$$

这正是熟知的最大信干噪比准则下的最优加权矢量,也是文献[6]所得的结果。因此最大信干噪比准则是本准则在  $\mathbf{K}_s = 1$  时的特例。可见在多个信号方向下,最优的权矢量并非干扰相关矩阵的逆  $\mathbf{R}_n^{-1}$  与某一个信号方向导向矢量的乘积,新的“导向矢量”是各个信号方向导向矢量的加权和。

相关矩阵  $\mathbf{R}_{ss}$ 、 $\mathbf{R}_n$  可根据(13)、(14)式来计算,需要分别计算各个信号或模糊方向的导向矢量。计算效率较低。在天线阵等间隔分布的条件下,可直接利用傅立叶变化计算。如图2所示,天线阵元分布在  $x$  轴上,设位于  $x$  处的阵元接收信号为  $s(x)$ ,定义相关函数  $r_{xx}(x) = E\{s(x_0)s^*(x_0 - x)\}$ 。若有一个来自方向  $\theta$  的信号  $a(t)$ ,且  $E\{a(t)a^*(t)\} = \sigma_\theta^2$ ,则

$$\begin{aligned} r_{xx}(x) &= E\{a(t)e^{j\frac{2\pi}{\lambda}x_0\sin\theta}a^*(t)e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(x_0-x)\sin\theta}\} \\ &= \sigma_\theta^2 e^{j\frac{2\pi\sin\theta}{\lambda}x} = \sigma_\theta^2 e^{j2\pi f_x x} \end{aligned} \quad (25)$$

在上式中令  $\sin\theta/\lambda = f_x$ 。若在  $-1/\lambda \leq f_x \leq 1/\lambda$  的角度存在信号分布  $a(t, f_x)$ , 且  $E\{a(t, f_x)a^*(t, f_x)\} = \sigma^2(f_x)$ , 则:

$$r_{xx}(x) = \int_{-1/\lambda}^{1/\lambda} \sigma^2(f_x) e^{j2\pi f_x x} df_x \quad (26)$$

可见,空域自相关函数  $r_{xx}(x)$  与信号功率分布函数  $\sigma^2(\sin\theta/\lambda)$  成傅立叶变换对关系,若已知  $\sigma^2(\theta)$ , 可通过快速傅立叶变换计算得到  $r_{xx}(x)$ , 相关矩阵各元素是  $r_{xx}(x)$  在其相隔距离处的取值。

#### 4 实验结果

本节通过仿真来验证天线优化设计方法抑制模糊比的性能。仿真以 Envisat 为大卫星,小卫星与

Envisat 相距 100km。Envisat 的轨道根数为:  $a = 7159.49\text{km}$ ,  $e = 0.001165$ ,  $\alpha_i = 98.55^\circ$ ,  $\omega = 90.0^\circ$ ,  $\Omega = 133.0121^\circ$ 。雷达载荷 ASAR 参数为:波长 5.6275cm,天线长 10m,天线高 1.3m<sup>[4]</sup>,正侧视工作模式。小卫星天线取典型值<sup>[3]</sup>:长 2.5m,高 0.6m,假设小卫星天线通过调整姿态保持与大卫星天线的指向同步,下视角始终取  $\gamma_s = 40^\circ$ ,PRF 预定值为 2000Hz。阵元间距取半波长。

仿真中为了比较,用三种方法确定天线方向图:第一种不利用模糊功率分布的先验信息,基于主波束优化准则<sup>[12]</sup>,即仰角  $e_s = 0$  的方向增益最大准则,该准则要求天线权值等幅同相。第二种方法先设计天线方向图然后进行方向性综合确定天线阵权矢量。第三种方法采用最大 SANR 的天线阵加权矢量。

首先优化俯仰向天线方向图。在图1(b)中已作出距离模糊功率在发射天线仰角上的分布,由于接收增益的加权,模糊功率分布有较大的起伏,为使优化结果对各种不确定误差因素不敏感,可通过求平均进行了平滑处理。图3显示了三种方法确定的天线方向图和各自在测绘带内的距离模糊比。计算测绘带内的平均距离模糊比可得:主波束优化法为 -18.37dB;天线综合设计法为 -22.88dB,比主波束优化法结果抑制了 4.51dB。最大 SANR 法为 -36.94dB,抑制了 18.57dB。为了验证距离模糊比在不同 PRF 上的抑制效果,在图4(a)中画出了三种方法的测绘带内平均距离模糊比随着 PRF 变化的规律。可见后两种方法在所有 PRF 上,都要比没有利用模糊功率的空间分布信息的主波束优化法抑制距离模糊比的效果好,尤其是最大 SANR 效果更为明显。

在方位向上同样取得了类似效果。图4(b)中画出了三种方法的测绘带内平均方位模糊比随着 PRF 变化的规律。其中在 PRF = 2000Hz 时的值为:主波束优化法为: -12.31dB;天线综合设计法为 -18.80dB,比主波束优化法结果抑制了 6.49dB。最大 SANR 法为 -37.82dB,抑制了 25.51dB。同样,最大 SANR 法取得更明显的抑制效果。

为综合评价抑制模糊比的效果,图4(c)显示了当天线两个主平面都使用方向图抑制模糊的方法时,总的模糊比随 PRF 的变化规律。可见,经过两个方向的模糊抑制,总模糊比得到有效的抑制。

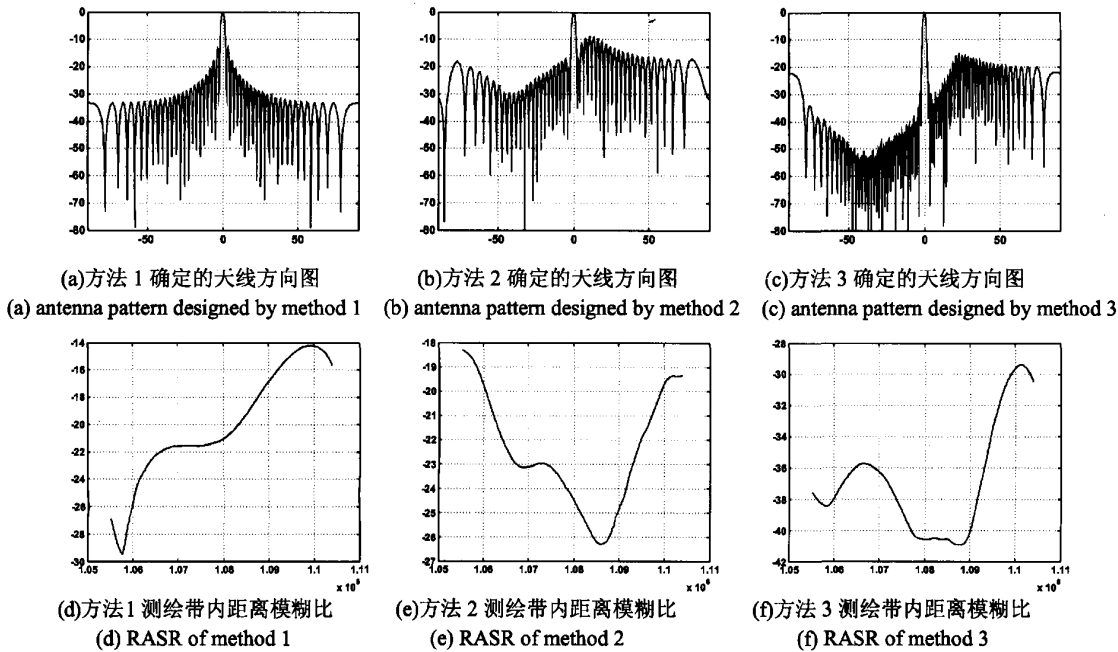


图 3 测绘带内距离模糊比抑制结果

Fig.3 Result of RASR suppression

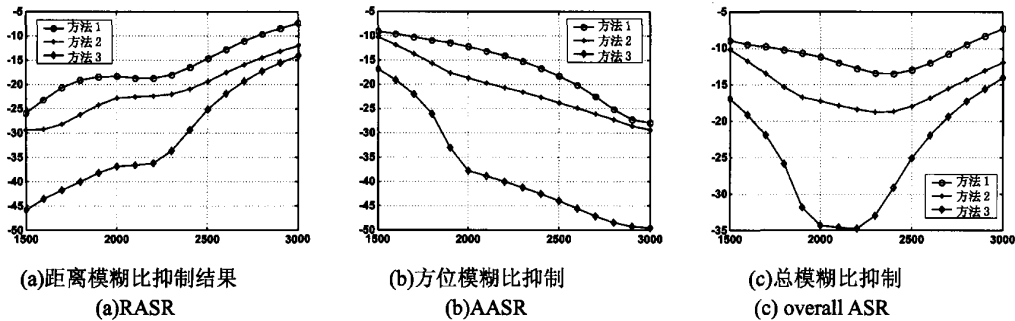


图 4 测绘带内平均模糊比随 PRF 的变化

Fig.4 Average ASR versus PRF for three methods

5 结论

由于小卫星接收天线面积受限,星载双基地 SAR 图像的模糊比与传统大卫星 SAR 相比有较大幅度的抬高。本文利用模糊功率在发射天线方向上强度分布的先验信息,将整个测绘带范围定义为信号方向,提出了最大信干噪比准则,克服了经典最大信干噪比准则在 SAR 应用中不能在测绘带内取得好效果、不能保证在测绘带边缘有足够天线增益的不足。通过推导得出了天线最优加权矢量。在仿真验证中看到,该方法确定的天线方向图在模糊

比抑制上远优于不利用先验模糊功率分布信息的天线方向图,也明显优于利用该信息但采用传统天线方向性综合设计方法得到的方向图。

参考文献:

[ 1 ] Krieger G, Fiedler H, Moreira A. Bi and multistatic SAR: potentials and challenges[C]// In EUSAR 2004, Berlin: VDE VERLAG GM-BH, 2004. 365 - 370

[ 2 ] 刘建平,等. 基于主星带伴随小卫星编队系统的 AT-INSAR 研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(2): 186 - 190[LIU jian-ping, et al. AT-INSAR for spaceborne parasitic SAR system[J]. Journal of Astronautics, 2005, 26(2): 186 - 190]

[ 3 ] Massonnet D. Capabilities and limitations of the interferometric cart-

- wheel[J]. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 2001, 39(3):506 - 520
- [4] Krieger G, Wendler M. Comparison of the interferometric performance for spaceborne parasitic SAR configurations[C]// In EUSAR 2002, Berlin: VDE VERLAG GMBH, 2002:467 - 470
- [5] Hans Steyskal, et al. Pattern synthesis for techSat21-A distributed space-based radar system[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2003, 45(4):19 - 25
- [6] Sergio Barbarossa, Guido Levirini. An antenna pattern synthesis technique for spaceborne SAR performance optimization[J]. IEEE Trans, on Geoscience and Remote Sensing, 1991, 29(2):254 - 259
- [7] Applebaum S P. Adaptive arrays[J]. IEEE Trans. on Antenna and Propagation, 1976, 24(3):585 - 598
- [8] Li F K, et al. Ambiguities in spaceborne synthetic aperture radar systems[J]. IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems, 1983, 19(3):389 - 397
- [9] Curlander J C. Location of pixels in spaceborne SAR imagery[J]. IEEE Trans, On Geoscience and Remote Sensing, 1982, 20(3):359 - 364
- [10] 何峰,梁甸农,刘建平. 星载寄生式 SAR 多普勒特性分析[J]. 信号处理, 2004, 20(5):475 - 480[HE Feng, LIANG Dian-nong, LIU Jian-ping. Doppler property analysis of spaceborne parasitic SAR[J]. Signal Processing, 2004, 20(5):475 - 480]
- [11] 何峰,梁甸农,董臻. 星载双基地 SAR 系统模糊性研究[J]. 国防科技大学学报, 已录待刊[HE Feng, LIANG Dian-nong, DONG Zhen. Study on ambiguity in spaceborne bistatic SAR[J]. Journal of National University of Defense Technology. Accepted for publish]
- [12] 石镇. 自适应天线原理[M]. 北京:国防工业出版社,1991:1 - 139[SHI Zhen. Theory of Adaptive Antenna[M]. Beijing: Defense Industry Press, 2003:1 - 139]



作者简介:何峰(1976-),男,讲师,博士,信息与通信工程专业,研究方向为信息获取与实时处理、星载双/多基地 SAR 系统及信号处理方法。

通信地址:长沙国防科技大学四院综合电子信息系研究所超宽带室(410073)

电话:(0731)4575712

E-mail:riversummit@sina.com

## An Antenna Pattern Optimization Technique For Spaceborne Bistatic SAR Ambiguity Suppression

HE Feng, LIANG Dian-nong, DONG Zhen

(School of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** Due to the limited size of antenna onboard small satellite, the ambiguity-to-signal ratio (ASR) of spaceborne bistatic SAR is much higher than that of conventional spaceborne SAR. An antenna pattern design technique was proposed to optimize ambiguity-to-signal ratio of spaceborne bistatic SAR, which made use of the theory of adaptive arrays and took advantage of a priori knowledge of ambiguous echo power as a function of the bistatic geometry and ground reflectivity. The optimized antenna weighting was derived to maximize the Signal-to-ambiguity-and-noise-ratio, which was defined in this paper. Simulation shows that the technique can suppress bistatic ambiguity power and depress ASR remarkably. The overall ASR can be 15dB lower at best.

**Key words:** Spaceborne bistatic SAR; Antenna pattern; Ambiguity suppression

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>





## 关于易迪拓培训：

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势：

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们：

- ※ 易迪拓培训官网：<http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网：<http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店：<http://shop36920890.taobao.com>